

D. Teuchert, November 2011

Das VSP2405HE ist anscheinend das Design eines Anfängers, unfertig und mit einigen groben Fehlern behaftet, besonders im Hinblick auf HF-Design. Immerhin fand sich im Internet ein (anscheinend nachgezeichnetes) Schaltbild für Teile des Geräts. Darin fehlen lediglich die Umschalteinheit für die vier Betriebsmodi A & B sowie die DVM-Einheiten.

Erster grober Fehler:

Ein Schaltnetzteil mit 400 W Ausgangsleistung erzeugt auch bei korrektem Design etwa 40 bis 80 W Verlustleistung in Form von Wärme. Diese kann bei einem 19" Gerät mit 2 HE ohne außenliegende Kühlkörper nur mit einem Lüfter verteilt werden. Fehlt der Lüfter, so überhitzen solche Geräte unter Last und werden defekt. Hitze schadet besonders Halbleitern und Elektrolytkondensatoren.

Der Designer des VSP2405HE hat versucht, das Wärmeproblem durch reichlich verteilte Lüftungsöffnungen oben und unten zu umgehen. Solche Konstruktionen sind aber immer ein Unsicherheitsfaktor, weil in einem Labor elektrisch leitende Teile in das Gerät fallen können, bzw. Flüssigkeiten.

Ein 8 cm -Lüfter kann auf der Rückseite des Geräts nachträglich integriert werden. Einen Teil der Lüftungsschlitze an der Gerätehaube kann man abkleben, damit der Luftstrom auch die Ecken im Gehäuseinneren erreicht.

PFC-Einheit

Sicherheit:

Der 220V-Eingang wurde mit zusätzlichen Anschlüssen zur Weiterleitung an den Trafo implementiert, die aber mit dem vorhandenen Kabelbaum nicht benutzt werden. Die nicht benutzten, aber spannungsführenden Kontakte sind abzudecken (Schrumpfschliff oder so).

Die fünfte Befestigungsschraube der Platine hat praktisch keinen Isolationsabstand vom Kühlkörper.

Die großen fünf, aufrecht montierten Kühlkörper haben nach der Endmontage der Gehäusehaube nur einen geringen Isolationsabstand, bzw. gar keinen Isolationsabstand, wenn die Geräte später gestapelt werden. Es sind isolierende Abstandshalter zwischen Oberseite Kühlkörper und Gehäusehaube erforderlich.

Designfehler:

Leider folgt die Schaltung nicht den weitergehenden Hinweisen in der AppNote DN-39E von Bill Andreyckak für den Baustein UC3854, siehe <http://www.ti.com/lit/an/slua172/slua172.pdf>

- A) Es fehlen drei Schottky-Dioden zum Schutz des IC vor negativen Spannungsspitzen. Eine implementierte Schutzdiode D4 ist eine Standarddiode und kann Substratströme durch negative Eingangsspannungen nicht wirksam unterbinden.
- B) Es fehlt auch die 7,5 V Z-Diode zur Vermeidung von Sättigung bei der Strommessung.
- C) Es fehlt die 8,2 M Ω Offsetstromkompensation der Strommessung.
- D) Außerdem fehlt eine empfohlene Gleichrichterdiode zur Vorladung der Elkos an der Drossel vorbei ("Inrush Diode"). Ein

Vorwiderstand zur Strombegrenzung ist bereits in Form eines NTC vorhanden.

- E) Außerdem ist der Stützkondensator für die Referenzspannung C19 mit 100nF zehnfach kleiner als empfohlen.
- F) Am Mosfet findet man einen Gate-Ableitwiderstand von 2,2 KOhm, das ist Blödsinn. Es sollten etwa 20 KOhm sein. In der Appnote fehlt dieser Widerstand völlig.
- G) Der Messwiderstand 470 Kohm für die Ausgangsspannung ist falsch. Für eine genaue Messung braucht man einen spannungsfesten (längeren) Widerstand. Oder man schaltet zwei kleine in Serie (z.B. 220 KOhm + 247 KOhm)
- H) Im Schaltbild ist der Strommesswiderstand R12 als 0,15 Ohm angegeben, in den Platinen findet man aber 0,12 Ohm. Es sind zwei Bestückungspositionen vorhanden, in die man z.B. einen 0,27 Ohm und einen 0,33 Ohm MOX-widerstand parallel einsetzen kann, um induktivitätsarme 0,15 Ohm zu realisieren.
- I) Zwei von uns geprüfte Geräte waren auf 425 V Ausgangsspannung justiert. Dabei entsteht an Punkt "A" eine Spannung von etwa 26 V, d.h. die 20 V Zenerdiode läuft am Limit:
 $P = (26 \text{ V} - 20 \text{ V})^2 / 100 \text{ Ohm} = 0,36 \text{ W}$.
Eigentlich ist eine Einstellung auf 385 V, wie in der Appnote empfohlen, für 40 V Ausgangsspannung völlig ausreichend, wenn man die Reglereinheit wie unten beschrieben fertig macht. Dann liegen an Punkt A nur 23 V.
- J) Wir haben einen chassismontierten 33 KOhm 10W Widerstand am Ausgang angeschlossen, als Bleeder für die Ladeelkos. Die Regler A und B stellen keine definierbare Grundlast dar, und die Zeitkonstante der Entladung ist demnach $2 \times 330 \text{ uF} * 470 \text{ KOhm} = 5 \text{ Minuten} !!$
- K) Die PFC-Drossel erscheint minderwertig, denn der zur Verfügung stehende Wickelquerschnitt wird nicht ansatzweise genutzt. Die Drossel hat einen Drahtwiderstand von etwa 0,45 Ohm bei etwa 0,9 mH Induktivität. Zum Vergleich: Eine PFC-Drossel aus einem Eizo-Röhrenbildschirm hat 2,3 mH und 0,35 Ohm. Das wäre eine Dimensionierung für etwa 120 W Dauerleistung. Zum Glück braucht die Schaltung des VSP2405HE nur bei 230 V Netzspannung einwandfrei zu funktionieren, wobei unter Vollast Spitzenströme von etwa 4 A auftreten. Dabei entsteht überflüssige Verlustwärme von sicherlich 3 bis 4 Watt. Das Teil wird schon im Teillastbereich bei 60 W heiß.
- L) Durch den Einbau des 50 Hz Trafos für die Niederspannungsversorgung handelt es sich um ein 230 V Gerät, d.h. keine Funktion bei 110 V.

HF-Entstörung:

Parallel zu den Ladeelkos fehlt ein hochwertiger Folienkondensator, z.B. 0,18 uF 400 V.

Der Kühlkörper bekommt eine Ableitung nach Masse über einen 1 nF X2-Kondensator. Dazu wurde unten in eine Schraube des Kühlkörpers eine 3 mm Lötöse eingebaut.

Die Drossel bekommt eine Manschette aus Kupferfolie. Diese wird gleichzeitig zur Abschirmung, indem man über einen 1 nF X2-Kondensator nach Masse ableitet.

Die Kabel von der PFC zu den Reglereinheiten A und B sind durch zwei Ferritringe geführt (je eine Windung einer stromkompensierten Drossel). Durch die vorhandenen Ringkerne passen aber auch je zwei Windungen von blau und braun, mit dem Ergebnis der vierfachen Induktivität.

PWM-Reglereinheiten A und B:

Die angegebenen Modifikationen gelten für beide Einheiten gleich.

Sicherung:

Jede Reglerplatine bekommt eine Primärsicherung mit einem Sicherungshalter in der Rückwand des Geräts - zwischen PFC-Einheit und Regler. So kann das Gerät bei Ausfall eines der beiden Regler A und B noch weiter funktionieren.

Gate Drive Transformer (GDT):

Der Transformator kann keinen Gleichstrom übertragen, deswegen kann die implementierte Schaltung keine vernünftige Ansteuerung der IRF840 mit gleichbleibenden Levels für "On" und "Off" gewährleisten.

Auch die Treiberstufen mit BC556B und BC547C sind falsch. Solche Transistoren haben bei 500 mA oder 1 A Pulsen keine Stromverstärkung mehr. Die 68 Ohm Widerstände an den Ausgängen des TL 494 sind ein Witz.

Korrekt ist ein trifilar gewickelter GDT, der die beiden implementierten GDT ersetzt.

Er wird von einem MAX627 gesteuert. So bekommt man mit einem Trafo die zwei DC-freien Signale für die beiden Mosfets. Und der gesperrte Mosfet bekommt auch wirklich ein Sperrsignal, wichtig zur Unterbindung von Cross-Conduction durch Miller-Kapazitäten. Siehe Schaltungsvorschlag im Internet "0-50V 0-5A Switching Power Supply Chris King 2010", Link: <http://rfhv.com/images/SMPS%20with%20Balance%201-lg.png>.

Ach so: Die vorhandenen Ringe kann man weiter verwenden, sollte jedoch besser 17 Windungen statt 13 Windungen aufbringen, um Sättigungsverluste zu reduzieren. Diese Ferritkerne haben ohnehin große Verluste. Für Draht kann man ein CAT5-Kabel für feste Verlegung aufschneiden. Für den dritten Draht trennt man eines der vier Paare und dreht einen der beiden Drähte zu einem anderen Paar dazu. Man braucht etwa 60 cm.
Achtung: Die beiden Mosfets müssen gegenphasig gesteuert werden!

Für die Ansteuerung des MAX627 braucht man zwei Spannungsteiler 15 V => 5 V aus je einem 220 Ohm und einem 120 Ohm Widerstand. Der 220 Ohm kann an der Stelle eingebaut werden, wo vorher der 68 Ohm war, der 120 Ohm nach Masse sollte als SMD direkt an den Pins des MAX627 sitzen. Den MAX627 kann man auf der Rückseite der Platine unterbringen.

Die Ansteuerung des GDT erfolgt über einen Kondensator. Der 220 nF ist viel zu klein, ein 10 uF 16V SMD-Kondensator kommt auf der Lötseite dazu.

Ebenso wird am 100 nF Stützkondensator in der Nähe des MAX627 ein 1 uF Vielschichtkondensator ergänzt.

Gate-Beschaltung:

Zur Verkürzung der Schaltzeit auf unter 100 nsec tauscht man die 47 Ohm Gate-Vorwiderstände => 22 Ohm (R5 und R6). Einer der 22 Ohm Widerstände wird anders gelegt, so dass er nahe am Mosfet Gate-Anschluss ist und sich die eingeschlossene Fläche zwischen Hin- und Rückleitung reduziert.

Die Ableitwiderstände 4,7 KOhm (R1 und R2) werden auf 15 KOhm geändert. Sie sind eigentlich überflüssig, da der GDT und der 22 Ohm Vorwiderstand als Ableitung fungieren.

Gleichzeitig Einbau zweier zusätzlicher 100nF 400V MKP10 Stützkondensatoren, um Gate-Ringing zu unterbinden. Das Platinenlayout muss man in diesem Zusammenhang als "unglücklich" bezeichnen. C33 und C34 sind wegen zu langer Zuliefungen

praktisch unwirksam.

Gleichrichter:

Die verbauten Dioden (D1A und D1B) sind falsch gewählt. Es sind 600V Dioden mit einer Durchlassspannung von etwa 1,4 bis 1,7 V (Doppeldioden?). Besser gehen STTH3002CW. Diese haben eine erheblich geringere Durchlassspannung (0,8 V statt 1,4 V bei 8 A) und eine etwa 4x geringere Qrr.

Snubber:

Der primärseitige Snubber mit 100 kOhm ist völlig falsch. Brauchbar ist hier 270 Ohm / 2W in Serie mit einem verlustarmen 1 nF Folienkondensator, so kurz wie möglich über die Trafoanschlüsse gelötet. Der sekundärseitige Snubber wird von 68 Ohm auf 100 Ohm geändert, zwecks weniger Wärme. Ein zweiter sekundärseitiger Snubber wird zwischen Ausgang (Kathoden) des Zweiweggleichrichters und Masse geschaltet, z. B. 68 Ohm / 2W und 1 nF.

HF-Entstörung:

Die beiden Kühlkörper für Mosfets und Dioden gehören mit je einem 1nF X2 Kondensator nach Masse geblockt, gegen elektrostatische Abstrahlung. Dazu wurden unten in die Schrauben der Kühlkörper 3 mm Lötösen eingebaut.

Der Trafo kriegt eine Manschette aus Kupferband, gegen magnetische Abstrahlung.

Parallel zum Gleichrichterelko (besteht aus zwei Elkos) gehört ein Folienkondensator, z. B. 4,7 uF / 63 V. Um für diesen Platz zu schaffen, wurde einer der beiden Gleichrichterelkos an einen freien Platz ("nicht bestückt") verschoben.

Die Drahtwiderstände 0,3 Ohm werden durch 0,22 Ohm Hochlastwiderstände für Chassismontage ersetzt, um die Erwärmung der Luft im Gerät zu reduzieren. Die Hochlastwiderstände kann man an der Rückwand des Geräts montieren.

Zur Filterung am Ausgang wird eine stromkompensierte Drossel 2x 1 mH für 10 A Nennstrom eingebaut. Für deren Befestigung kann man die beiden Lötstützen des Drahtwiderstands umnutzen. Die Masseleitung wird dazwischen aufgekratzt.

In der Summe ergeben der 0,22 Ohm Hochlastwiderstand, seine Zuleitungen und die stromkompensierte Drossel etwa die 0,3 Ohm des ersetzten Drahtwiderstands.

Parallel zum Ausgangselko gehört ein Folienkondensator, z. B. 150 nF.

Nach obigen Hinweisen modifizierte Geräte laufen auch unter Last zuverlässig und liefern an den Ausgängen nur noch geringe Störspannungen. Sie können lineare Netzteile in Anwendungen ersetzen, wo die geringe erzielbare Regelbandbreite eines Schaltreglers ausreicht, besonders im Konstantspannungsbetrieb.

Weitere Anmerkungen:

Die LED-Anzeige an der Front für Konstantspannungs- oder Strombetrieb funktioniert im Grenzbereich nicht einwandfrei. Weil der Regler TL 494 diese Information nicht ausgibt, wurde eine zusätzliche Linearschaltung implementiert, die das leisten soll. Wie gesagt, das funktioniert im Grenzbereich nicht richtig.

Wenn dem Designer LEDs unterschiedlicher Farben zur Verfügung stehen, sollte er sich ein Farbschema überlegen. Es ist äußerst irritierend,

dass die Zustandsanzeige des AB-Modus und die Betriebsleuchte rot erscheinen. Außerdem fehlt eine Beleuchtung der LCD-Multimeter.

Die Regler A und B zeigen nach dem Einschalten eine deutliche Temperaturdrift der Ausgangsspannung von etwa -1 % (Test mit 65 W am Ausgang, ohne Lüfter, offene Gehäuseabdeckung). Zum Temperaturgang des verwendeten TL 494 gibt es keine Specs, während für die verwendeten Referenzen LM336 etwa $10E-3$ für den gesamten Temperaturbereich angegeben wird (einige $mV/^{\circ}C$ in 2,5 V). Dazu kommt noch der Temperaturgang der Drehpotis in der Frontplatte (Kohleschicht). Für die Grobeinstellung der Spannung wäre ein Drehschalter mit Metallfilmwiderständen besser, z.B. mit 10 Stufen á 4 V. Damit hätte man auch eine gewisse Sicherheit gegen versehentliche grobe Überspannung.

Nachtrag Januar 2012

Inzwischen haben wir auch zwei VSP1410 durchgesehen. Diese Geräte bestehen aus denselben Komponenten wie das VSP2405, allerdings mit einer anderen Halbleiterbestückung im Ausgangswandler, z.B. IRFP460 Mosfets statt IRF840. Außerdem findet sich eine größere Speicherdrossel, ein Ladeleko mehr im Ausgang und ein Lüfter für die Drossel, die bei 10 A knapp bemessen ist. Der Lüfter lüftet aber nur im Inneren des Geräts, so dass sich leicht ein Hitzestau entwickeln kann.

Eines der Geräte hatte zwei mangelhafte Lötstellen in der handgelöteten Verbindung vom Ausgangswandler zu den Reglern in der Frontplatte. Bei beiden Geräten fiel auch der erhöhte ESR der 330uF/450V Ladeelkos in der PFC-Einheit auf, vermutlich vorzeitige Alterung durch Überhitzung.

Es wurden zunächst die oben beschriebenen Maßnahmen durchgeführt. Der 0,11 Ohm freischwebende Drahtwiderstand wurde wieder durch chassismontierte Widerstände ersetzt. Der innere Lüfter wurde durch einen Lüfter in der Rückwand des Geräts ersetzt, der kühle Luft von außen ins Gerät bringt.

Bei den anschließenden Tests wurde festgestellt, dass die IRFP460 nach aktuellen Maßstäben völlig unbrauchbar sind, besonders bei Ansteuerung über einen 47 Ohm Gatewiderstand. Diese alten Mosfets kann man z.B. durch FQP18N50V2 ersetzen, mit einer Gateladung von nur noch 50 nC statt 210 nC. Solche modernen Schalter haben eine etwa 20fach kleinere Millerkapazität und damit auch weniger Neigung zu Gate-Oszillationen.

Wenn man gleichzeitig den GDT im Verhältnis 2 : 1 : 1 wickelt (4-filar), so erhält man bei Ansteuerung mit MAX627 Schaltzeiten von deutlich unter 100 nsec. Zwar wird das Gate dann nicht mehr mit +/- 15 V sondern nur mit +/- 7,5 V angesteuert, aber das ist bei den auftretenden Strömen mehr als ausreichend.

Die überarbeiteten Geräte haben mehrstündige Belastungstests ohne nennenswerte Erwärmung überstanden.

ToDo:

- Test Brown-Out.
- Test im Parallel-Modus

Copyright 2012, www.cadt.de. Zitat gerne per Link!